

## **MATERIAL FOR INFORMATION DISCLOSURE STATEMENT**

### **List of Prior Art References**

- A. Japanese Patent Application Laid-Open No. 2001-112250,  
laid-open on April 20, 2001
- B. Japanese Patent Application Laid-Open No. 2000-299981,  
laid-open on October 24, 2000

### **Comments**

#### **Reference A**

The technology disclosed by this reference is for monitoring a switching current flowing through an output transistor, and charge and discharge currents of an output capacitor in addition to monitoring an output voltage, and for driving and controlling the output transistor in accordance with results obtained through the monitoring process. However, according to this conventional technology, items to be monitored are limited to the switching current flowing through the output transistor and the charge and discharge currents of an output capacitor. Because an output current actually flowing through the load is not monitored, it may be possible that the output transistor cannot be driven and controlled so as to follow the fluctuations of load, and this may cause the output voltage to change to no small extent.

## **Reference B**

The technology disclosed by this reference is also for monitoring a switching current flowing through an output transistor, and charge and discharge currents of an output capacitor in addition to monitoring an output voltage, and for driving and controlling the output transistor in accordance with results obtained through the monitoring process. However, according to this conventional technology, as in the above-mentioned case, items to be monitored are limited to the switching current flowing through the output transistor and the charge and discharge currents of an output capacitor. Because an output current actually flowing through the load is not monitored, it may be possible that the output transistor cannot be driven and controlled so as to follow the fluctuations of load, and this may cause the output voltage to change to no small extent.

## **Present Invention**

By contrast, a power supply device relating to the invention comprises a switching element connected between two different potentials, an output smoothing section for smoothing a voltage outputted from a terminal of the switching element and produce an output voltage provided for a load, a driver section for driving and controlling the switching element, and an output current sensing section for monitoring current flowing through the load, the output current sensing section provided in a stage after the output smoothing section. The power supply device is configured in such a way that, when a desired output voltage is produced from an input voltage, the switching element is driven and controlled by the driver section by incorporating a monitored result obtained by the output

current sensing section. According to this configuration, it is possible to produce a stable output voltage even if there are abrupt changes of load.

**PATENT ABSTRACTS OF JAPAN**

(11)Publication number : 2001-112250

(43)Date of publication of application : 20.04.2001

(51)Int.Cl.

H02M 3/28  
H02M 3/155

(21)Application number : 2000-279227

(71)Applicant : LUCENT TECHNOL INC

(22)Date of filing : 14.09.2000

(72)Inventor : BOYLAN JEFFREY J  
JACOBS MARK E  
VIJAYAN JOSEPH

(30)Priority

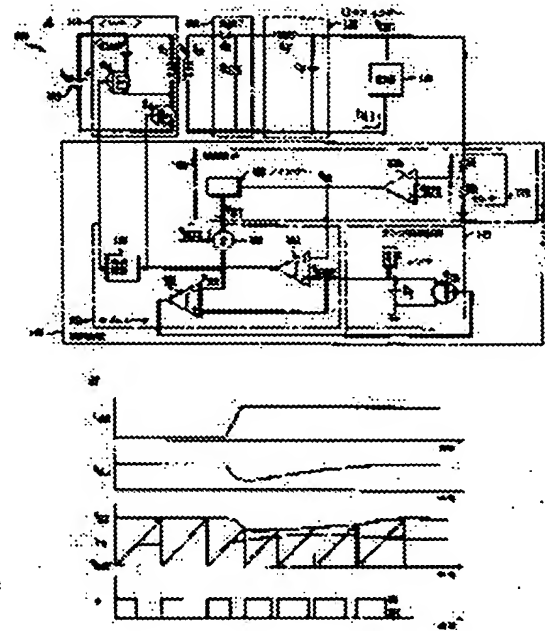
Priority number : 1999 395149 Priority date : 15.09.1999 Priority country : US

**(54) COMPENSATING CIRCUIT**

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a power converter responding more quickly than conventional ones to a rapid change in its operating conditions generated during its changeover cycle.

**SOLUTION:** There are provided a compensating method and circuit for compensating the change of the output characteristic of a power converter, or the circuit using the method which are used together with a changeover-mode modulator for generating the driving signals of a power-supply switch and the compensating circuit. One embodiment of the compensating circuit includes a sensor for sensing the output characteristic of the power converter and a filter coupled to the sensor for forming an intermediate signal indicating the change of the output characteristic of the power converter. The changeover-mode modulator so adjusts the driving signals according to the intermediate signal as to reduce thereby the delay of the response of the power converter.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

(10) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-112250

(P2001-112250A)

(43) 公開日 平成13年4月20日 (2001.4.20)

(51) Int. CL <sup>7</sup>	識別記号	F I	チーコード (参考)
H 0 2 M 3/28		H 0 2 M 3/28	H
3/165		3/165	H

審査請求 未請求 請求項の数22 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-279227(P2000-279227)  
 (22) 出願日 平成12年9月14日 (2000.9.14)  
 (31) 優先権主張番号 09/395149  
 (32) 優先日 平成11年9月15日 (1999.9.15)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 598077259  
 ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
 レイテッド  
 Lucent Technologies  
 Inc.  
 アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ  
 ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
 600-700  
 (74) 代理人 100091053  
 弁理士 三保 弘文

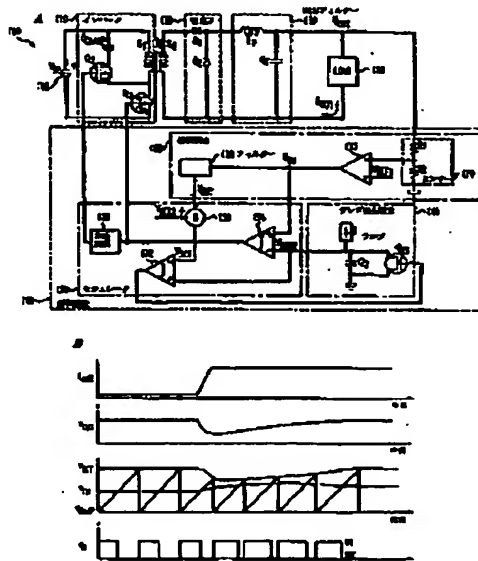
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 補償回路

(57) 【要約】

【課題】 切り換えサイクル中の電力コンバータの作動条件の急速な変化により迅速に応答する電力コンバータを提供する。

【解決手段】 電源スイッチ及び補償回路に対する駆動信号を発生する切り換えモード・モジュレータと共に使用するための、上記コンバータの出力特性の変化を補償するための方法及びその回路又は方法を用いた回路。1つの実施の形態で、上記補償回路はは出力特性を感知するためのセンサーと、そのセンサーに結合され、上記出力特性の変化を示す中間信号を形成するフィルターを含んでいる。モジュレータは中間信号に従って駆動信号を調整して、それによってコンバータの応答遅延を減少させる。



(2)

特開2001-112250

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電源スイッチのための駆動信号を発生させるモジュレータを有する切り換えモード電力コンバータと共に使用する制御回路において、

a) 前記コンバータの出力特性を感知するセンサーと、  
b) 前記センサーに接続され、前記出力特性における変化を示す中間信号を発生させるフィルタとからなり、前記モジュレータが、前記中間信号に応じて前記駆動信号の切り換え周期を調節して、それによって前記コンバータの応答遅延を減少させることを特徴とする制御回路。

【請求項2】 前記コンバータがさらに、ランプ信号を発生させるランプ発生装置を有し、前記モジュレータが、前記中間信号に応じて前記ランプ信号を修正して、それによって前記切り換え周期を調節する切り換えサイクル比較器を有することを特徴とする請求項1記載の回路。

【請求項3】 前記切り換えサイクル比較器が、前記ランプ信号をリセットすることにより、前記ランプ信号を修正することを特徴とする請求項2記載の回路。

【請求項4】 前記切り換えサイクル比較器が、前記ランプ信号の傾斜を変化させることにより、前記ランプ信号を修正することを特徴とする請求項2記載の回路。

【請求項5】 前記出力特性が、前記コンバータの出力電圧であり、

前記コンバータが、  
ランプ信号を発生させるランプ発生装置と、  
前記出力電圧と基準電圧と比較してその結果に基づき誤差信号を発生させる誤差アンプとを有し、前記モジュレータが、前記ランプ信号及び前記誤差信号を受信して、そこから前記駆動信号を発生させるデューティ・サイクル比較器を有することを特徴とする請求項1記載の回路。

【請求項6】 前記出力特性が、前記コンバータの出力電流であり、  
前記制御回路が前記出力電圧を基準電圧と比較してその結果に基づいて誤差信号を発生させる誤差アンプを有し、

前記フィルタが前記誤差信号の変化に応じて前記中央信号を発生させることを特徴とする請求項1記載の回路。

【請求項7】 前記出力特性が、前記コンバータの出力電流であり、

前記コンバータが、さらに出力キャパシタを有し、  
前記センサーが、前記出力キャパシタに並列に接続され、前記出力電圧を示している出力電流信号を発生させるオブザーバ回路を有し、

前記フィルタが、前記出力電流信号に応じて前記中間信号を発生させることを特徴とする請求項1記載の回路。

2

【請求項8】 電源スイッチの対する駆動信号を発生させるモジュレータを有する切り換えモード電力コンバータと共に用い、前記コンバータの出力特性の変化を感知する方法において、

a) 前記コンバータの前記出力特性を感知するステップと、

b) 前記出力特性における前記変化を示す中間信号を発生させるステップと、

c) 前記中間信号に応じて前記駆動信号の切り換え周期を調節するステップとを有し、それによって前記コンバータの応答遅延を減少させることを特徴とする制御方法。

【請求項9】 前記(c)調節ステップが、前記中間信号に応じてランプ信号を修正するステップを有することを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項10】 前記修正ステップが、前記ランプ信号をリセットするステップを有することを特徴とする請求項9記載の方法。

【請求項11】 前記修正ステップが、前記ランプ信号のスロープを変化させるステップを有することを特徴とする請求項9記載の方法。

【請求項12】 前記出力特性が前記コンバータの出力電圧であり、

d) ランプ信号と前記出力電圧における誤差を示す誤差信号を受信し、それによって前記駆動信号を発生させるステップを更に有することを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項13】 前記出力特性が前記コンバータの出力電圧であり、

e) 前記出力電圧を基準電圧と比較して、それによって誤差信号を発生させる誤差信号発生ステップを有し、  
前記(e)誤差信号発生ステップが、前記誤差信号における変化に応じて前記中間信号を発生させるステップを有することを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項14】 前記出力特性が前記コンバータの出力電流であり、

前記コンバータがさらに出力キャパシタを有し、  
前記(a)感知ステップが、(a1)前記出力キャパシタに並列に接続されたオブザーバ回路によって出力電流を示す出力電流信号を発生させるステップを有し、

前記(a1)出力信号発生ステップが、前記出力電流信号に応じて前記中間信号を発生させるステップを有することを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項15】 a) 少なくとも1つの電源スイッチと  
b) 前記電源スイッチに接続され、前記電源スイッチに対する駆動信号を発生させるモジュレータと、

c) 制御回路と、 かなる切り換えモード・コンバータにおいて、

50 前記(c)制御回路は、

(3)

特開2001-112250

3

(c1) 前記コンバータの出力特性を感知するセンサーと、

(c2) 前記センサーに接続され、前記出力特性における変化を示す中間信号を発生させるフィルタとからなり、

前記(b)モジュレータが、前記中間信号に応じて前記駆動信号の切り換え周期を調節して、それによって前記コンバータの応答遅延を減少させることを特徴とする切り換えモード・コンバータ。

【請求項16】さらにランプ信号を発生させるランプ信号発生装置を含み、

前記モジュレータが、前記中間信号に応じて前記ランプ信号を修正し、それによって前記切り換え周期を調節する切り換えサイクル比較器を有することを特徴とする請求項15記載のコンバータ。

【請求項17】前記切り換えサイクル比較器が、前記ランプ信号をリセットすることで前記ランプ信号を修正することを特徴とする請求項16記載のコンバータ。

【請求項18】前記切り換えサイクル比較器が前記ランプ信号の傾斜を変化させることで前記ランプ信号を修正することを特徴とする請求項16記載のコンバータ。

【請求項19】前記出力特性が、前記コンバータの出力電圧であり、

前記コンバータが、ランプ信号を発生させるランプ発生装置と、前記出力電圧を基準電圧と比較してそれによって誤差信号を発生させる誤差アンプとを有し、

前記モジュレータが、前記ランプ信号と前記誤差信号を受信し、それにより前記駆動信号を発生させるデューティ・サイクル比較器を有することを特徴とする請求項15記載のコンバータ。

【請求項20】前記出力特性が前記コンバータの出力電圧であり、

前記コンバータが、前記出力電圧を基準電圧と比較して、それから誤差信号を発生させる誤差信号生成器を含んでおり、

前記フィルタが、前記誤差信号の変化に応じて前記中間信号を発生することを特徴とする請求項15記載のコンバータ。

【請求項21】前記出力特性が前記コンバータの出力電流であり、

前記コンバータが、さらに出力キャパシタを有し、

前記センサーが、前記出力キャパシタと並列に接続され、前記出力電流を示す出力信号を発生させるオプゾーパ回路を含んでおり、

前記フィルタが、前記出力信号に応じて前記中間信号を発生させることを特徴とする請求項15記載のコンバータ。

【請求項22】ランプ信号を発生させるランプ発生装置と、

4

前記出力電圧を基準電圧と比較して、その結果に基づいて誤差信号を発生させる誤差アンプとを含んでおり、

前記モジュレータが、前記ランプ信号と前記誤差信号を受信してそれによって前記駆動信号を発生するデューティ・サイクル比較器を有することを特徴とする請求項15記載のコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は一般的には電源変換に関し、より具体的には切り換えモード電力コンバータ、上記コンバータの出力特性における変化を補償する方法、そして、上記回路又は上記方法を用いたコンバータに関する。

【0002】

【従来の技術】電力コンバータは入力電圧波形を指定された出力電圧波形に変換するための電圧変換回路である。安定した、そしてよく調節された出力を必要とする多くの装置で、切り換えモード電力コンバータは効率的に使用される場合が多い。切り換えモード電力コンバータは一般的にはインバータ、一次巻線が上記インバータに接続されているトランス、上記トランスの二次巻線に接続された整流子、出力フィルタ、及び制御装置を有する。インバータは一般的には入力電圧をトランスを通じて負荷される切り換え電圧に変換する電圧変換トランスジスタなどの電圧スイッチを有する。そしてこのトランスは上記電圧を別の値に変換し、上記整流子は上記コンバータの出力端で望ましい電圧を発生させる。出力フィルタ、通常は出力インダクタ及び出力キャパシタは負荷として伝達するために上記出力電圧を平滑化し、フィルタリングする。

【0003】コンバータの出力電圧を調節するための方法には電圧モード制御と電流モード制御の2つの一般的な方法がある。電圧モード制御の場合、制御装置は通常電力コンバータの出力端に接続された誤差アンプを有する。この制御装置は上記誤差アンプと電圧スイッチの間に接続されたモジュレータを有する。誤差アンプは電力コンバータの出力電圧をモニターして、実際の出力電圧と望ましい電圧との間の偏差を示す誤差信号を発生する。そしてモジュレータは上記誤差信号に基づいて電圧スイッチに対する駆動信号を発生させる。例えば、駆動信号は誤差信号が定期的なランプ信号を上回っている間は電圧スイッチを伝導モードに維持しておいてもよい。また、駆動信号はその定期的なランプ信号が誤差信号に迎えた場合に電圧スイッチを非伝導モードに移行させるようにしてもよい。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】電流モード制御においては、上記電圧スイッチを通じてのスイッチ電流は出力インダクタを通じてのインダクタ電流など電力コンバータにおける電流は定期的なランプ信号と置換されたり、あ

50

(4)

特開2001-112250

5

るいはその定期的ランプ信号に付加される。コンバータの出力電圧はさらに上記誤差アンプを通じてフィードバックされ、モジュレータに対する誤差信号の1つの成分を提供する。上記の方法及びそのバリエーションは広く用いられており、多くの負荷に対して十分である。

【0005】しかしながら、出力電流で急激で大きな振幅ステップ変化を発生させる低電圧デジタル負荷は誤差信号を1つの切り換え周期内でかなり変動させる場合がある。通常の電圧又は電流モード制御においては、切り換えサイクルは（電流スイッチが伝導モードとなる）一次インターバルD及び（電流スイッチが非伝導モードとなる）副次インターバル1-Dとに分けることができる。立下りモジュレーションでは、例えば、一次インターバルDはモジュレータに対するランプ信号をリセットするタイミング回路で始まり、そのモジュレータに電流スイッチを伝導モードにさせる。この一次インターバルDにおいては、ランプ信号は引き続きほぼ一定の傾斜で立ち上がり続ける。そして、ランプ信号が誤差信号のレベルに達すると、電流スイッチが非伝導モードに設定されて副次インターバル1-Dが開始される。この副次インターバル1-D中、モジュレータは単にタイミング回路がランプ信号をリセットして新しい切り換えサイクルの開始を待機するだけである。

【0006】モジュレータは従って一次インターバルD中のアクティブな決定プロセスを示す。誤差信号のいずれの変化も（その誤差信号がランプ信号より大きいのであるから）電流スイッチを伝導モードに保持し続ける。あるいは電流スイッチを非伝導モードにして、それによって（誤差信号がランプ信号以下に低下したのであるから）一次インターバルDを終了させるかのいずれかである。しかしながら、副次インターバル1-D中はモジュレータはタイミング回路が新しい切り換えサイクルを開始するのを待機していなければならない。電力コンバータの動作状態の変化からもたらされる誤差信号のいずれの変化も有効に無視され、それによって電力コンバータの応答が制限される。

【0007】従って、先行技術において必要なのは電力コンバータが切り換えサイクルの一次及び副次切り換えサイクル中の電力コンバータの動作条件の変化に迅速に応答できるようにする回路である。

【0008】

【課題を解決するための手段】上に述べたような先行技術における不足を補うために、本発明は電流スイッチに対する駆動信号を発生させるモジュレータを有する切り換えモード電力コンバータと共に使用するための補償回路、上記コンバータの出力特性における変化を補償するための方法、そして、上記回路又は方法を用いたコンバータを提供する。1つの実施の形態で、この補償回路は（1）コンバータの出力特性を感知するセンサーと、（2）上記センサーに接続されて出力特性の変化を示す

6

中間信号を発生させるフィルターを有する。モジュレータはこの中間信号に従って駆動信号の切り換え期間を調節し、それによってコンバータの応答遅延を減少させる。

【0009】本発明は1つの側面で、コンバータの出力特性（例えば出力電圧又は出力電流）における変化に対するコンバータの応答遅延を減少させるという幅広いコンセプトを導入する。本発明はコンバータが例えば出力電流で急激で大きな振幅変化を必要とするような電力負荷に対して用いられる場合があるという認識に基づいている。本発明はさらに、（電流スイッチが非伝導モードにある）電流スイッチの副次的なインターバル中に起きる変化は新しい切り換えサイクルが開始されるまで有効には対応できない場合があるという認識にも基づいている。従って本発明はモジュレータが駆動信号の切り換え期間及び電流スイッチのデューティ・サイクルを調節できるようにする補償回路を用いて出力特性における変化に対するコンバータの応答遅延を好適に減少させるようにする。

【0010】コンバータがさらにランプ信号をばっせいさせるランプ発生装置を有している本発明のひとつの実施の形態で、モジュレータは上記中間信号に従ってランプ信号を修正する切り換えサイクル比較器を有する。このモジュレータは従ってランプ信号に従って切り換え期間を調節することができる。関連する実施の形態で、切り換えサイクル比較器はランプ信号をリセットすることでそのランプ信号を修正する。別の1つの実施の形態で、切り換えサイクル比較器はランプ信号の傾斜を変化させることでそのランプ信号を修正する。当業者であれば、電流スイッチの切り換え期間を確立する上でのランプ信号の使用についてはよく知っているであろう。

【0011】出力特性がコンバータの出力電圧である本発明の1つの実施の形態では、コンバータはさらにランプ信号を発生させるランプ発生装置と、出力電圧を基準電圧と比較して、その結果に基づいて誤差信号を発生させる誤差アンプを有している。モジュレータは従ってランプ信号及び誤差信号を受信し、そこから駆動信号を発生させるデューティ・サイクルを有する。当業者であれば、デューティ・サイクル比較器及びその機能についてはよく知っているであろう。関連する実施の形態で、この補償回路はさらに、出力信号を基準電圧と比較して、それに基づいて誤差信号を発生させる誤差信号を有する。従って、フィルターは誤差信号の変化に応じて中間信号を発生させる。

【0012】出力特性がコンバータの出力電流であり、コンバータがさらに出力キャパシタを有している本発明の1つの実施の形態で、センサーは出力キャパシタと並列接続され、出力電流を示す出力電流信号を発生させるオブザーバ回路を有している。フィルターは従ってその出力電流信号に応じて中間信号を発生させる。



(5)

特開2001-112250

7

8

【0013】

【発明の実施の形態】図1Aには本発明の原理に従って構成された電力コンバータ100の1つの実施の形態の構成図が示されている。電力コンバータ100は電力コンバータ100の入力端に接続されたインバータ110を有している。電力コンバータ100はさらに、インバータ110に接続された一次巻線 $S_1$ と二次巻線 $S_2$ を有するトランスT、を有している。電力コンバータ100はさらに、巻線 $S_2$ に接続され、上記二次巻線 $S_2$ によって供給される定期的AC波形を整流する整流子120を有する。電力コンバータ100はさらに、整流子120に接続された出力フィルタ130を有する。出力フィルタ130は整流子120からの整流された波形をフィルタして電力コンバータ100の出力端で負荷190に対する出力電圧 $V_{out}$ を供給する。電力コンバータ100はさらに、インバータ110に接続され、出力電圧 $V_{out}$ をモニターしてインバータ110の切り換えを調節して出力電圧 $V_{out}$ をほぼ一定のレベルに保持する。

【0014】インバータ110は電力コンバータ100の入力端に接続された電源スイッチ $Q_1$ を有している。制御装置140は断続的に電源スイッチ $Q_1$ を切り換えて一次巻線 $S_1$ を通じてDC入力電圧 $V_{in}$ をかける。図示されている実施の形態では、インバータ110は電源スイッチ $Q_1$ のOFF期間中にトランスTのフラックスをリセットするためのクランピング回路（クランピング・スイッチ $Q_2$ とクランピング・キャパシタC $_{cramp}$ ）を有する。図示、説明されている実施の形態は一般的なインバータ110を示しているが、当業者であれば本発明の範囲を非常に多様なインバータ・トポロジと共に用いることができることは容易に理解できるであろう。

【0015】整流子120はフォワード・トポロジで配置された第1及び第2の整流子ダイオード $D_1$ 、 $D_2$ を有する。もちろん、同期整流子又は電流ダブルを用いたものなど、他の整流子トポロジも広い意味で十分に本発明の範囲内である。出力フィルタ130は電力コンバータ100の出力端を通じて接続されているフィルタ・キャパシタC $_F$ を有する。出力フィルタ130はフィルタ・キャパシタC $_F$ に接続されたフィルタ・インダクタL $_F$ を有する。当業者であれば他の出力フィルタ・トポロジも十分に本発明の幅広い範囲内であることを容易に理解するであろう。

【0016】図示されている実施の形態で、制御装置140はランプ発生装置145、補償回路160、及びモジュレータ150を有する。ランプ発生装置145はタイミング・スイッチ $Q_{r1}$ に接続された電池供給源 $I_{lamp}$ を有する。ランプ発生装置145はさらにタイミング・スイッチ $Q_{r1}$ を通じて接続されたタイミング・キャパシタC $_r$ を有する。切り換えサイクル中、電流供給源 $I_{lamp}$

はタイミング・キャパシタC $_r$ を充電して、ランプ信号 $V_{lamp}$ を立ち上げさせるための電流を提供する。切り換えサイクルの最後に、タイミング・スイッチ $Q_{r1}$ は短時間ONして、タイミング・キャパシタC $_r$ を放電させ、ランプ信号 $V_{lamp}$ をリセットする。タイミング・スイッチ $Q_{r1}$ はその後OFFして、電流供給源 $I_{lamp}$ にタイミング・キャパシタC $_r$ を再充電させ、それによって別の切り換えサイクルを開始させる。

【0017】補償回路160は電力コンバータ100の出力端とモジュレータ150との間に接続されている。図示されている実施の形態では、この補償回路160はセンサー170、誤差アンプ175、及びフィルタ180を有する。センサー170は電力コンバータ100の出力端に接続されており、その出力特性を感知する。図示された実施の形態で、出力特性は出力電圧 $V_{out}$ である。センサー170は第1及び第2の電圧スケールリング抵抗器R1、R2を有する電圧スケールリング回路を有する。この電圧スケールリング回路は出力電圧 $V_{out}$ を増強してスケールされた出力電圧を発生させる。当業者であれば、電圧スケールリング回路にはよく通じているであろう。もちろん、他のタイプの電圧及び電流センサーの本発明の幅広い範囲内にある。

【0018】誤差アンプ175はセンサー170に接続されており、そこからの増強された出力電圧を受け取る。誤差アンプ175はスケールされた出力電圧を基準電圧 $V_{ref}$ と比較して、その結果に基づいて、（基準電圧 $V_{ref}$ によって示される）望ましい出力電圧と実際の出力電圧 $V_{out}$ との間のスケールされた差を示す誤差信号VTHを発生させる。当業者であれば、この基準電圧 $V_{ref}$ が出力電流 $C_{out}$ 又は電力コンバータ100の他のパラメータを示す信号を有する場合もある。

【0019】フィルタ180は誤差信号VTHを受信して、それに基づいて好ましくは電力コンバータ100の（出力電圧VOUTなどの）出力特性の変化を示す中間信号VINTを発生する。図示されている実施の形態では、フィルタ180は以下の式で示すことができる。
$$Ks / (\tau_1 s + 1) (\tau_2 s + 1)$$

もちろん、中間信号を発生させることができる他のフィルタも本発明の幅広い範囲内にある。ここで用いられているフィルタという用語は受動的及び能動的フィルタを含めて、信号の特性を変換（例えば微分、積分、ロウパス・フィルタリングなど）できるタイプの回路を示している。

【0020】モジュレータ150は補償回路160及びランプ発生装置145に接続されている。図示されている実施の形態で、モジュレータ150は切り換えサイクル比較器152、デューティ・サイクル比較器154、加算器156、及びクランピング・スイッチ $Q_2$ を駆動するための駆動回路158を有する。加算器156はフィルタ180に接続されており、それに基づいて中間

(5)

特開2001-112250

9

信号 $V_{ref}$ を受信する。加算器156は中間信号 $V_{int}$ と第2の基準電圧 $V_{ref}$ を組み合わせて、切り換えサイクル比較器152に提供される切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ をつくりだす。図示された実施の形態で、第2の基準電圧 $V_{ref}$ は基本切り換え周波数をつくりだすのに十分なレベルに設定することができる。切り換えサイクル比較器152は切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ を受信して、それによってランプ信号 $V_{ramp}$ を修正する。図示された実施の形態で、切り換えサイクル比較器152は切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ をランプ信号 $V_{ramp}$ と比較して、タイミング・スイッチ $Q_1$ をONする適切な時間を判定して、それによってランプ信号 $V_{ramp}$ をリセットする。もちろん、ランプ信号 $V_{ramp}$ を修正する(例えば、ランプ信号 $V_{ramp}$ の傾斜を変化させる)他の方法も本発明の幅広い範囲内にある。

【0021】その後、デューティ・サイクル比較器154は誤差信号 $V_{err}$ をランプ信号 $V_{ramp}$ と比較して、その結果に基づいて電源スイッチ $Q_2$ を駆動するための駆動信号を発生させる。1つの実施の形態で、駆動回路158は上記駆動信号を反転してクランピング・スイッチ $Q_3$ を駆動するための信号を発生させる。デューティ・サイクル比較器154は従って(その間に電源スイッチ $Q_2$ が伝導モードである)一次インターバルDと(その間に非電源スイッチ $Q_3$ が伝導モードである)副次的インターバル1-Dとを確立することができる。ランプ信号 $V_{ramp}$ を修正することにより、切り換えサイクル比較器152は中間信号 $V_{int}$ に従って電源スイッチ $Q_2$ の切り換え期間を調節することができる。従って、補償回路160は従って、例えば(出力電圧 $V_{out}$ 又は出力電流 $I_{out}$ などの)出力特性における変化に対する電力コンバータ100の応答遅延を減少させることができる。

【0022】図1Bに図1Aの電力コンバータに関連した波形のグラフ表示を示す。電力コンバータ100は従って引き続き図1Aと図1Bを参照して検討する。負荷190によって発生される出力電流 $I_{out}$ における急激で大きな振幅ステップ変化は出力電圧 $V_{out}$ における突然の低下を引き起こす。出力電圧 $V_{out}$ を基準電圧 $V_{ref}$ と比較することによって発生される誤差信号 $V_{err}$ は増大して、望ましい出力電圧と実際の出力電圧 $V_{out}$ との間のスケールされた差の増大を示す。誤差信号 $V_{err}$ の増大は、デューティ・サイクル比較器154にそれに対応して誤差信号 $V_{err}$ は公称レベルまで低下するように一次インターバルDの期間を増大させる。

【0023】図示された実施の形態においては、フィルター180は誤差信号 $V_{err}$ を受信して、それから中間信号 $V_{int}$ を発生させ、この中間信号 $V_{int}$ は第2の基準電圧と組み合わせられて切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ をつくりだす。中間信号 $V_{int}$ が増大すると、切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ は減少する。ランプ信号 $V_{ramp}$ が切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ とほぼ等しいレベ

10

ルに上昇すると一次インターバルDが終わるので、切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ の減少は、例えば、出力電圧 $V_{out}$ における対応した減少を引き起こす負荷電流 $I_{out}$ の減少に対応して副次的インターバル1-Dを短縮させたり、終わらせたりすることができる。成語装置140は従って一次インターバルDと副次的インターバル1-Dの両方において作動することができる。

【0024】図2Aには、本発明の原理に従って構成された電力コンバータ200の別の実施の形態の構成図を示している。電力コンバータ200は電力ト레인210と制御装置240を有する。電源とレイン210は出力電圧 $V_{out}$ を受信して、電力コンバータ200の出力端で出力電圧 $V_{out}$ を負荷290に加える。制御装置240は誤差アンプ242、ランプ発生装置245、補償回路260、そしてモジュレータ250を有する。

【0025】誤差アンプ242は電力コンバータ200の出力端とモジュレータ250に接続されている。図示されている実施の形態で、誤差アンプ242はスケールされた出力電圧を発生させる電力センサー(例えば、電圧分割器)244を有する。誤差アンプ242はスケールされた出力電圧を基準電圧 $V_{ref}$ と比較して、その結果に基づいて、(基準電圧 $V_{ref}$ によって示される)望ましい出力電圧と実際の出力電圧 $V_{out}$ との間のスケールされた差を示す誤差信号 $V_{err}$ を発生させる。

【0026】ランプ発生装置245はタイミング・スイッチ $Q_1$ に接続された電流供給源 $I_{ref}$ を有する。ランプ発生装置245はさらにタイミング・スイッチ $Q_1$ を逐じて接続されたタイミング・キャパシタ $C_1$ を有する。ランプ発生装置245は図1Aを参照して説明したランプ発生装置145と類似しているため、ここでは繰返し述べない。

【0027】補償回路260は電力コンバータ200の出力端に接続され、電力コンバータ200の出力特性を感知するセンサー270を有する。図示されている実施の形態では、出力特性は出力電流 $I_{out}$ である。センサー270は電力コンバータ200の出力端と負荷900との間に接続された電流センサーを有する。別の実施の形態では、センサー270は電力コンバータ270の出力キャパシタ(又は出力インダクタ)に並列接続されたオブザーバ回路を有しており、これは出力電流 $I_{out}$ を示す出力電圧信号を発生させる。オブザーバ回路をより良く理解するためには、Boylandらに対する"System and Method for Determining Output Current and Converter Employing the Same"と題する米国特許出願No. 09/374,217を参照されたい。なおこの特許はその全体が参照によって本明細書に組み込まれている。当業者であれば、もちろん、他のタイプのセンサーも本発明の幅広い範囲に十分に含まれていることは容易に理解できるであろう。このセンサーは、別の実施の形態では電力コンバータ200の出力特性の変化を示

(7)

特開2001-112250

11

ず外部信号を感知するように適合化させることができる。この補償回路260はさらに、センサー270に接続されたフィルタ280を有する。フィルタ280は電力コンバータ200の出力電流 $I_{out}$ の変化を示す中間信号 $V_{int}$ を発生する。電力コンバータ200の出力電流 $I_{out}$ から直接中間信号 $V_{int}$ を発生させることで、補償回路260は出力電流 $I_{out}$ の急速で大きな振幅ステップ変化により迅速に応答できるようにする。

【0028】モジュレータ250はランプ発生装置245、補償回路260及び誤差アンプ242に接続されている。図示された実施の形態では、モジュレータ250は切り換えサイクル比較器252、デューティ・サイクル比較器254、及び加算器256を有する。モジュレータ250は図1Aの電力コンバータ100に関連して図示、説明したモジュレータ150と類似しており、ここでは詳細には説明しない。モジュレータ250は補償回路260から中間信号 $V_{int}$ を受信し、それに従って駆動信号の切り換え期間を調節し、それによって出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化に対する電力コンバータ200の応答遅延を減少させる。

【0029】図2Bは図2Aの電力コンバータ200に関連した波形のグラフ表示を示すものである。従って、電力コンバータ200の動作は図2A及び図2Bの両方を参照して説明する。負荷290は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化を必要とする場合がある。図示されている実施の形態では、フィルタ280はセンサー270からの(出力電流 $I_{out}$ を示す)出力電流信号を受信して、それから中間信号 $V_{int}$ を発生させる。中間信号 $V_{int}$ はその後段2の基準信号 $V_{ref}$ と組み合わせられて、切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ をつくりだす。切り換えサイクル停止信号 $V_{sc}$ を用いて、出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化に対する応答における副次的インターバル1-Dを短縮又は停止することができる。

【0030】図3Aには、本発明の原理に従って構成された電力コンバータ300の別の実施の形態の構成図が示されている。電力コンバータ300は電源トレインと制御装置を有する。電源トレイン300は入力電圧 $V_{in}$ を受け取り、電力コンバータ300の出力端の負荷300に出力電圧 $V_{out}$ を加える。制御装置340は誤差アンプ342、ランプ発生装置345、補償回路360、及びモジュレータ350を有する。

【0031】誤差アンプ342は電力コンバータ300の出力端とモジュレータ350に接続されている。誤差アンプ342は図2Aに図示、説明した誤差アンプ242と類似しており、従って、ここでは説明しない。

【0032】ランプ発生装置345はタイミング・スイッチ $Q_{rs}$ に接続された電流供給源 $I_{ref}$ を有する。ランプ発生装置345はさらにタイミング・スイッチ $Q_{rs}$ を通じて接続されたタイミング・キャパシタ $C_r$ を有して

12

いる。ランプ発生装置345はさらに(第1のダイオード $D_1$ を介して)タイミング・スイッチ $Q_{rs}$ に接続されたランプ・リセット比較器347も有する。切り換えサイクル中、電流供給源 $I_{ref}$ はタイミング・キャパシタ $C_r$ を充電するための電流を提供して、ランプ信号 $V_{lamp}$ を立ち上げさせる。ランプ信号 $V_{lamp}$ が一度ランプ基準電圧 $V_{ref\_lamp}$ に相当する閾値に達すると、ランプ・リセット比較器347はタイミング・スイッチ $Q_{rs}$ を短時間ONさせることによって切り換えサイクルを終わらせ、タイミング・キャパシタ $C_r$ を放電させて、ランプ信号 $V_{lamp}$ をリセットする。そうすると、タイミング・スイッチ $Q_{rs}$ はOFFして、電流供給源 $I_{ref}$ にタイミング・キャパシタ $C_r$ を再充電させ、それによって別の切り換えサイクルを開始させる。

【0033】補償回路360は電力コンバータ300の出力端に接続されたセンサー370を有しており、このセンサー370は電力コンバータ300の出力電流 $I_{out}$ を感知する。補償回路360はさらにセンサー370に接続されたフィルタ380を有する。フィルタ380は電力コンバータ300の出力電流 $I_{out}$ における変化を示す中間信号 $V_{int}$ を発生する。電力コンバータ300の出力電流 $I_{out}$ から直接中間信号 $V_{int}$ を発生させることにより、補償回路260は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化に対するより迅速に

【0034】モジュレータ350はランプ発生装置345、補償回路360、及び誤差アンプ342に接続されている。図示されている実施の形態では、モジュレータ350は切り換えサイクル比較器352、デューティ・サイクル比較器354、及びAND回路356を有している。モジュレータ350は補償回路360から中間信号 $V_{int}$ を受信し、それに従って駆動信号の切り換え期間を調節し、それによって出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化に対する電力コンバータ300の応答遅延を減少させる。図示された実施の形態では、AND回路356は切り換えサイクル比較器352に(電源スイッチ $Q_1$ が非電通モードにある場合に)副次的インターバル1-D中に切り換えサイクルを終了させて駆動信号の切り換え期間を調節できるようにしている。もちろん、AND回路356を省略して切り換えサイクル比較器352が切り換えサイクルの部分(つまり、一次インターバルDか副次的インターバル1-D)には関係なく切り換えサイクルを終了させるようにすることもできる。

【0035】図3Bに、図3Aの電力コンバータ300に関連する波形のグラフ表示が示されている。電力コンバータ300は従って、引き続き図3A及び3Bを参照して検討する。負荷390は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化を必要とする場合がある。図示されている実施の形態で、フィルタ380はセン

(8)

特開2001-112250

13

サ-370から(出力電流 $I_{out}$ を示す)出力電流信号を受信し、それから中間信号 $V_{int}$ を発生させる。この中間信号 $V_{int}$ はその後第2の基準電圧 $V_{ref}$ と比較されて、AND回路356に対して信号を提供する。AND回路356は切り換えサイクル比較器352に(電流スイッチ $Q_1$ が非伝導モードである)副次的インターバル1-Dを短縮したり、終了させたり出来るようにする。

【0036】図4Aに、本発明の原理に基づいて構成された電力コンバータ400の別の実施の形態の構成図である。電力コンバータ400は(バック・コンバータとして図示されている)電力ト레인410と制御装置440を有する。電源ト레인410は入力電圧 $V_{in}$ を受信し、電力コンバータ400の出力端まで負荷400に対する出力電圧 $V_{out}$ を供給する。電源ト레인410がバック・コンバータとして示されているが、当業者はフォワード、フライバック、及びバックワード・トポロジを含めて種々のコンバータ・トポロジに本発明を適用できることは容易に理解できるであろう。制御装置440は誤差アンプ442、ランプ発生装置445、補償回路460及びモジュレータ450を有する。

【0037】誤差アンプ442は電力コンバータ400の出力端とモジュレータ450に接続されている。図示されている実施の形態で、誤差アンプ442はスケールされた出力電圧を発生させる電圧センサー(例えば電圧分割器)444を有する。誤差アンプ442はスケールされた出力電圧を基準電圧 $V_{ref}$ と比較して、その結果に基づいて(基準電圧 $V_{ref}$ によって示される)望ましい出力電圧と実際の出力電圧 $V_{out}$ との間のスケールされた差を示す誤差信号 $V_{err}$ を発生する。

【0038】誤差信号445はタイミング・スイッチ $Q_1$ に接続された電流供給源 $I_{amp}$ を有する。ランプ発生装置445はタイミング・スイッチ $Q_1$ を通じて接続された第1のタイミング・キャパシタ $C_{r1}$ を有している。ランプ発生装置445はさらにタイミング・スイッチ $Q_1$ を通じて接続された直列に接続されたタイミング・キャパシタ $C_{r2}$ と傾斜修正スイッチ $Q_{slp}$ を有している。通常の切り換えサイクル中、傾斜修正スイッチ $Q_{slp}$ はONとなり、電流供給源 $I_{amp}$ は電流を供給して第1及び第2のタイミング・キャパシタ $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$ の両方を充電し、ランプ信号 $V_{ramp}$ を立ち上げさせる。そして、切り換えサイクルが終了すると、タイミング・スイッチ $Q_1$ は短時間ONして、第1及び第2のタイミング・キャパシタ $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$ の両方を放電させ、ランプ信号 $V_{ramp}$ をリセットさせる。そうするとタイミング信号 $Q_1$ はOFFになり、電流供給源 $I_{amp}$ がタイミング・キャパシタ $C_{r1}$ を再充電させ、それによって別の切り換えサイクルを開始させる。

【0039】補償回路460は電力コンバータ400の出力端に接続され、電力コンバータ400の出力電流 $I_{out}$ を検知するセンサー470を有する。補償回路4

14

60はさらに、センサー470に接続されたフィルター480を有する。フィルター480は電力コンバータ400の出力電流 $I_{out}$ における変化を示す中間信号 $V_{int}$ を示す中間信号 $V_{int}$ を発生する。電力コンバータ400の出力電流 $I_{out}$ から直接中間信号 $V_{int}$ を発生することによって、補償回路460は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きな振幅ステップ変化により迅速に対応できるようになる。

【0040】モジュレータ450はランプ発生装置445、補償回路460、及び誤差アンプ442に接続されている。図示されている実施の形態で、モジュレータ450は切り換えサイクル比較器452とデューティ・サイクル比較器454を有する。モジュレータ450は補償回路460からの中間信号 $V_{int}$ を受信し、それに応じて傾斜修正スイッチ $Q_{slp}$ を作動させる。例えば、モジュレータ450は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きなステップ変化に応じて、傾斜修正スイッチ $Q_{slp}$ をOFFさせることができる。傾斜修正スイッチ $Q_{slp}$ をOFFにすることによって、モジュレータ450はランプ信号 $V_{ramp}$ の切り換え周波数を変化させ、それによって出力電流 $I_{out}$ における急速で大きなステップ変化に対する電力コンバータ400の応答遅延を減少させることができる。また、ランプ信号 $V_{ramp}$ を中間信号 $V_{int}$ に応じて電流供給源 $I_{amp}$ を調節することによって修正することができる。

【0041】図4Bに、図4Bの電力コンバータ400に関連した波形のグラフ表示を示す。従って引き続き図4A及び4Bを参照して電力コンバータ400の動作を説明する。負荷490は出力電流 $I_{out}$ における急速で大きなステップ変化を必要とする場合がある。フィルター480はセンサー470からの(出力電流 $I_{out}$ を示す)出力電流信号を受信し、それから中間信号 $V_{int}$ を発生させる。中間信号 $V_{int}$ はその後第2の基準電圧 $V_{ref}$ と組み合わせられて、ランプ信号 $V_{ramp}$ の切り換え周波数を変更するためにランプ発生装置445に用いられる傾斜修正信号 $V_{slp}$ をつくりだす。制御装置440は従って出力電流 $I_{out}$ における急速で大きなステップ変化に対する電力コンバータ400の応答遅延を減少させることができる。

【0042】当業者であれば、補償回路及びそれに関連した方法の上に述べた実施の形態が例示の目的のためにのみ開示されたもので、コンバータの応答遅延を減少させることができる他の実施の形態も本発明の幅広い範囲のうちにすることは容易に理解出来るであろう。さらに、本発明の例示的な実施の形態は上に具体的な電子部品を参照して上に図示した、しかしながら、当業者であればそれら構成部品を(必ずしも同じタイプのものではない他の構成部品と)置換して望ましい状態をつくりだしたり、望ましい結果を達成したりすることが容易に可能であることは理解できるであろう。例えば、ひとつの

(9)

特開2001-112250

15

構成部品の代わりに複数の部品を用いることも可能であるし、その逆の場合も可能である。本発明の原理は能動的クランプを用いない回路トポロジーも含めて非常に多様な電源回路トポロジーに適用することができる。さらに、本発明の原理は個別又は統合磁気回路を用いた種々のハーフ・ブリッジ、フル・ブリッジ、フライバック、そしてブースト・コンバータ・トポロジーにも適用することができる。個別及び統合磁気技術を用いた種々の電力コンバータ・トポロジーをより良く理解するためには、参照によって本明細書にその全体が組み込まれるRudolph P. Stevens and Gordon BloomによるModern DC-To-DC Switchedmode Power Converter Circuits, Van Nostrand Reinhold Company, New York (1985)及びHuaに対して1993年11月16日付けで発行されたZero-Voltage Transition (ZVT) Convertersを参照されたい。

【図面の簡単な説明】

16

【図1】A 本発明の原理に従って構成された電力コンバータの1つの実施の形態を示す構成図。

B 図1Aの電力コンバータに関連した波形を示すグラフ。

【図2】A 本発明の原理に従って構成された電力コンバータの別の実施の形態を示す構成図。

B 図2Aの電力コンバータに関連した波形を示すグラフ。

【図3】A 本発明の原理に従って構成された電力コンバータの別の実施の形態の構成図。

B 図3Aの電力コンバータに関連した波形を示すグラフ。

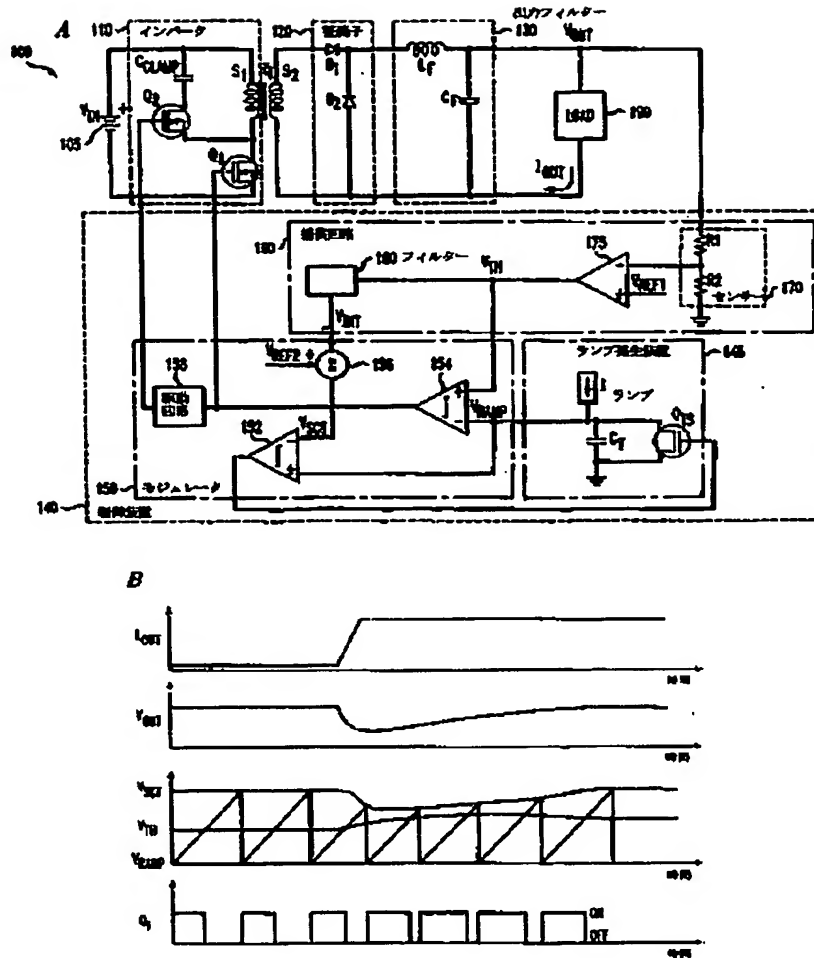
【図4】A 本発明の原理に従って構成された電力コンバータのさらに別の実施の形態の構成図。

B 図4Aの電力コンバータに関連した波形のグラフ。

(10)

特開2001-112250

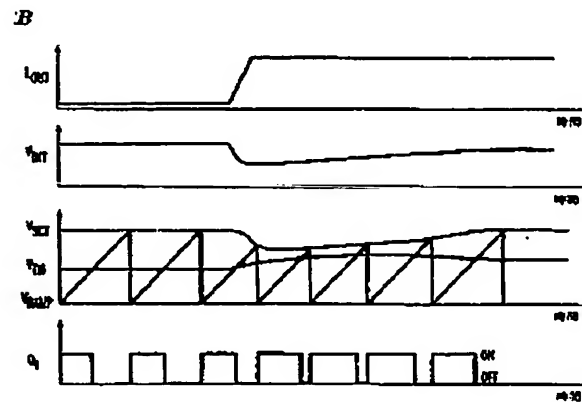
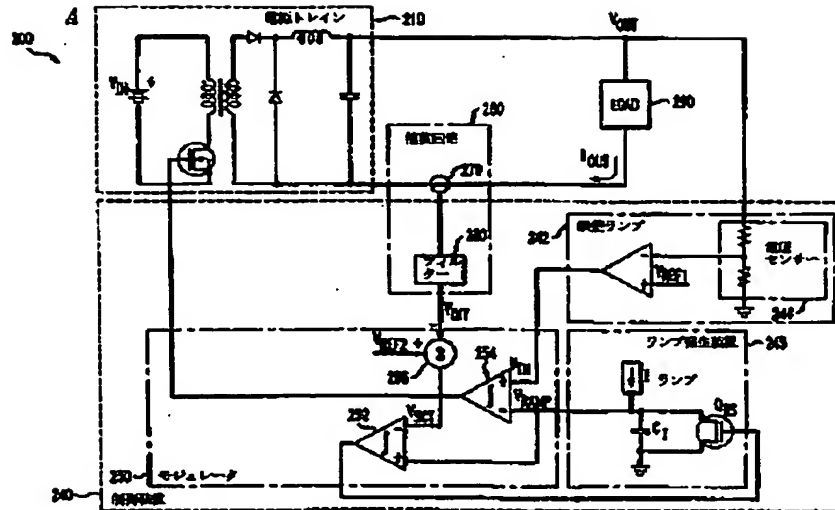
【図1】



(11)

特開2001-112250

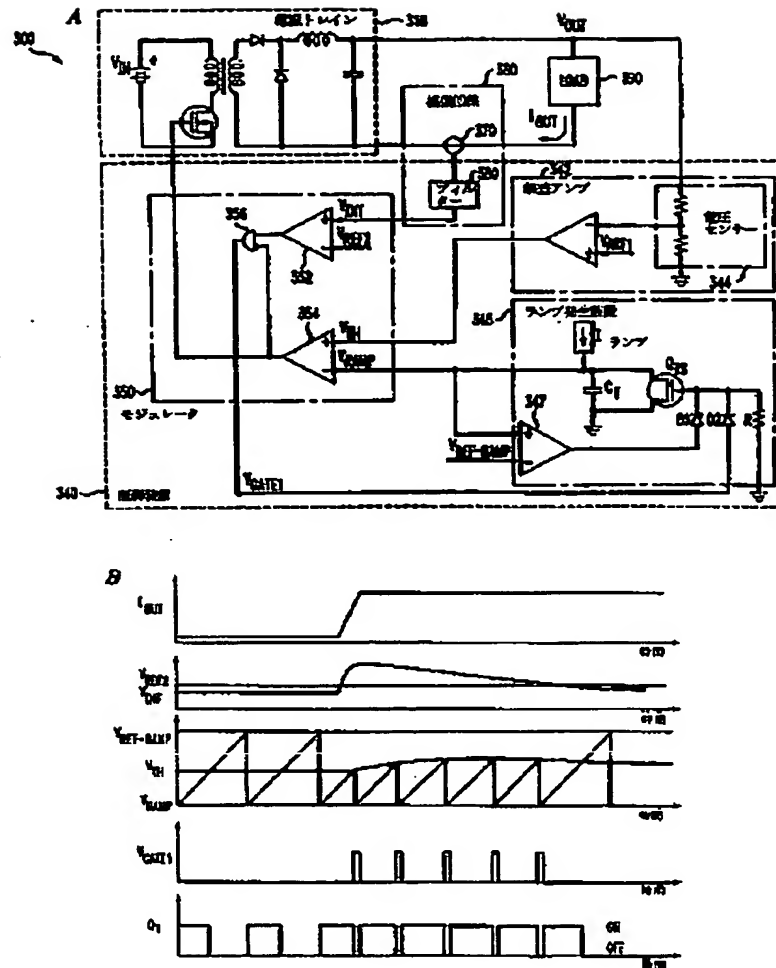
【圖2】



(12)

特開2001-112250

**【图3】**







(14)

特開2001-112250

(72)発明者 ビジヤン ジョセフ  
アメリカ合衆国、75023 テキサス、ブラ  
ノ、ラッセル サークル 3328